

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 07202843 A

(43) Date of publication of application: 04 . 08 . 95

(51) Int. Cl

H04J 13/04  
H04L 7/00

(21) Application number: 05354554

(71) Applicant: NEC CORP

(22) Date of filing: 30 . 12 . 93

(72) Inventor: SUMI TOMOYA  
SHIYOON ORIGAN

(54) SPREAD SPECTRUM RECEIVER

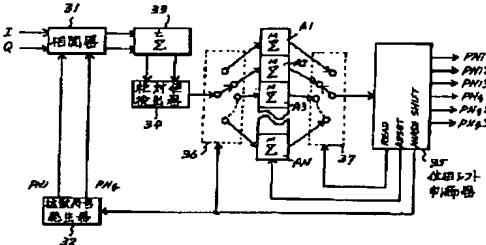
alternatively to the detector 34 via the switch 36.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

PURPOSE: To obtain a pilot signal with high quality in a short time by deciding a switching phase corresponding to an integrating unit which gives K integrated values from the maximum value of plural integrating units be the synchronization phase so as to distributively average the effect of Rayleigh fading.

CONSTITUTION: Outputs I, Q of an A/D converter are input to a correlator 31 implementing inverse spread of a pilot signal and its output is connected to an integrating unit 33 integrating L tips. The correlation value observed within a window period sufficiently shorter than the period of the Rayleigh fading characteristic is integrated by L tips in the integrating unit 33 while being split into an in-phase component I and a quadrature component Q. The output of the integrating unit 33 is fed to an absolute value detector 34, in which the absolute value of the vector obtained by combining the components I, Q, that is, the level of the pilot signal subject to correlation demodulation within the window period is detected. A switch 36 switched by a phase shift command from a phase shift controller 35 is connected to the detector 34 and N sets of integrating units A1-AN are connected



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-202843

(43)公開日 平成7年(1995)8月4日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

H 04 J 13/04

H 04 L 7/00

識別記号

序内整理番号

F I

技術表示箇所

C

H 04 J 13/ 00

G

審査請求 有 請求項の数2 FD (全8頁)

(21)出願番号 特願平5-354554

(22)出願日 平成5年(1993)12月30日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 角 朋也

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72)発明者 ショーン オリーガン

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

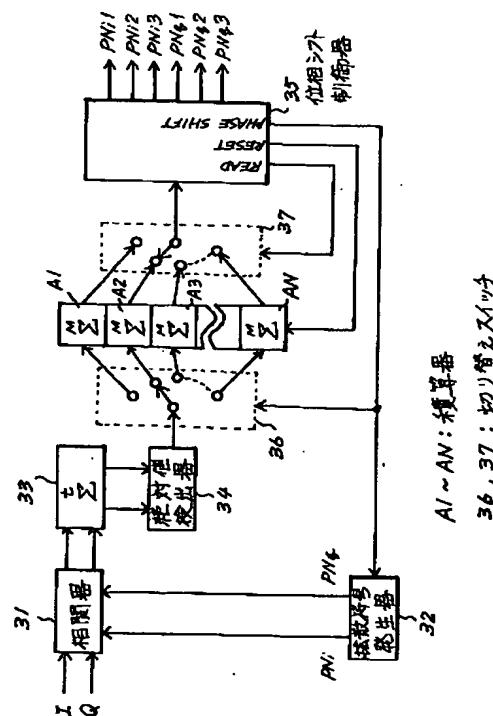
(74)代理人 弁理士 鈴木 章夫

(54)【発明の名称】スペクトラム拡散受信機

(57)【要約】

【目的】パイロット獲得の過程でレイリーフェージングの影響をできるだけ排除し、効率よく質の高い同期捕捉を可能にする。

【構成】スペクトラム拡散受信機において同期捕捉の過程でパイロット信号に乘算する拡散符号の位相  $P_N^i$ ,  $P_N^q$  を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期よりも充分に短いウインドウ周期  $T_w$  で順次切り替え、各ウインドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器  $A_1$  ～  $A_N$  に切り替え位相ごとに対応させて積算させ、指定する回数、積算期間に達した時点で最大値から  $K$  個 ( $K$  は 1 以上の整数) の積算値を与える積算器  $A_1$  ～  $A_N$  に対応する切り替え位相を同期位相に決定する。これにより、効率的に質の高い同期捕捉が可能になる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号を受信し、該パイロット信号の逆拡散により検出される同期位相に基づいて前記データ信号を逆拡散復調するスペクトラム拡散受信機において、同期捕捉の際に前記パイロット信号に乘算し、相関値を求めるべく拡散符号の位相を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期よりも十分に短いウィンドウ周期で順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに対応させて積算させ、指定した積算回数、積算期間に達した時点で、最大値から順にK個（Kは1以上の整数）の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する同期捕捉追跡手段を備えることを特徴とするスペクトラム拡散受信機。

【請求項2】スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号を受信し、該パイロット信号の逆拡散により検出される同期位相に基づいて前記データ信号を逆拡散復調するスペクトラム拡散受信機において、前記パイロット信号に乘算し、相関値を求めるべく拡散符号の位相を該パイロット信号の位相回転量が $\pi/2$ を越えない範囲のウィンドウ周期でもって順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに対応させて積算させ、最悪の周波数偏移に対して生ずる同期ずれが要求されるチップ精度を越えない範囲内で、指定した積算回数に達した時点で、最大値から順にK個（Kは1以上の整数）の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する同期捕捉追跡手段を備えることを特徴とするスペクトラム拡散受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、同期捕捉の過程で生ずるレイリーフェージングによる信号パワーの落ち込みの影響を軽減させるとともに周波数オフセットによる位相のずれからくる同期捕捉精度の悪化を低減するようにしたスペクトラム拡散（Spread Spectrum）受信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術】割り当てられた周波数帯を利用して多数の局が相互に通信する場合のマルチプルアクセス（多元接続）方式には、FDMA（周波数分割多重方式）やTDMA（時分割多重方式）やCDMA（符号分割多重方式）など様々な通信方式が提案されている。これらの多くは、サービス地域を細かく分割したセルに基地局を配置して、加入者機器はこの基地局を介して他の加入者機器と通信する。なかでもバースト同期を必要としないCDMA方式は、加入者を多く抱える通信システムに適しており、干渉や妨害にも強いなどの利点があり注目を浴

びている。スペクトラム拡散通信方式を用いたCDMA方式では、各利用者に異なる拡散符号系列を割り当て、それを用いて拡散変調を行うマルチプルアクセス方式である。したがって1つのセル内においても同一周波数を複数の利用者が用いることが出来る。

【0003】周知のごとく、スペクトラム拡散通信方式は、受信信号を逆拡散により復調する上で送信側で使用した拡散符号に同期した拡散符号を用いることが前提であり、例えばマルチパス等に起因する伝搬路遅延の変化

10 等の影響を受け拡散符号の位相が1チップを越えてずれるような場合は、正確なデータ復調は困難になるため、送信側と受信側の拡散符号系列の位相差を充分に小さな値（通常 $1/2$ チップ以下）まで追い込む同期捕捉（初期同期）と、一旦捕捉された同期位置を雑音や変調の影響で見失わないよう常に要求されるチップ精度に保つ同期追跡（同期保持）の技術が不可欠である。

【0004】1993年7月に北米において標準化されたCDMA方式セルラ電話システム（TIA IS-95）では、こうした同期捕捉或いは同期追跡を容易にするため、データ信号にパイロット信号を重畠して基地局

20 から移動局に送信する方式を採用しており、移動局側の受信態勢を確立するため、例えば受信パイロット信号に対しPN系列拡散符号の位相をいわば総当たり方式で順々に調べ、送信側と受信側の拡散符号系列の位相差を充分に小さな値に追い込むスライディング相関方式など、様々な同期捕捉追跡技術が開発の途上にある。

【0005】図4は従来のスペクトラム拡散受信機（以下、SS受信機）とスペクトラム拡散送信機（以下、SS送信機）を示しており、SS送信機1は、情報変調器

30 2において情報変調されたデータ信号を拡散変調器3に送り込み、通信対象移動局に拡散符号、および使用するチャネルを識別するウォルシュ（直交）符号を乗算し、拡散符号発生器4が発生する同サービス地域に共通する拡散符号 $PN_i, PN_q$ を並列乗算して拡散変調する。また、これと並行してパイロット信号を上記と同じ拡散符号 $PN_i, PN_q$ をそのまま拡散変調する。こうして拡散変調されたデータ信号とパイロット信号は、同相成分Iと直交成分Q同士が加算された後、次段の直交変調器5に供給されて直角2相変調され、RF増幅したのち送信アンテナ6から放射される。なお、パイロット信号は一切情報変調がなされておらず、信号自体は拡散符号 $PN_i, PN_q$ そのものとなる。

【0006】一方、受信アンテナ7にて送信電波を受信したSS受信機8は、まず直交復調器9においてRF信号を直交復調し、復調された同相成分Iと直交成分QをAD変換器10に送り込む。AD変換器10には、逆拡散復調器11と同期捕捉追跡器12が並列接続されており、まず初期同期確立のためAD変換器10の出力に含まれるパイロット信号から同期位相が抽出される。すな

50 わち、同期捕捉追跡器12が、送信側と同じ拡散符号P

$N_i, PN_q$  を一定のウィンドウ周期でもって位相を切り替えながら AD 変換器 10 の出力に乘算する。そして、スライディング相関による逆拡散復調から得られる最大の相関値を与えるパイロット信号の位相を同期位相に定め、初期同期を確立する。一方、AD 変換器 10 の出力に含まれるデータ信号は、同期捕捉追跡器 12 によって捕捉された同期位相に従って逆拡散復調器 11 内で拡散符号  $PN_i, PN_q$  を乗算され、さらに固有のウォルシュ符号を乗算されて逆拡散復調される。こうして、逆拡散復調されたデータ信号は、最後に情報復調器 13 にて情報復調されて出力される。

#### 【0007】

【発明が解決しようとする課題】一般に、陸上移動体通信における通信路の伝搬特性は、周囲の建物や地形による反射波や散乱波により多重伝搬路の特性を示す。したがって、移動局には伝搬経路が異なる多数の波が到来し、互いに干渉して複雑な定在波を生ずる。ただし、そのさいに移動局受信波の包短線と位相はランダムに変動し、激しいフェージングとなって現れる。こうした場合の電界強度分布は、レイリー (Rayleigh) 分布で近似され、一般にレイリーフェージングと呼ばれる。図 5 は通信路に寄生するレイリーフェージング特性の一例を示す図である。

【0008】例えば、速度  $v$  の移動局に対し波長  $\lambda$  の波が進行方向に角度  $\theta$  で到来したときに、ドップラー効果によって  $v \cos \theta / \lambda$  なる周波数偏移が発生し、そのときのフェージングの最大周波数は  $f_d = v / \lambda$  で表される。すなわち、例えば時速 40 km で走行している送信周波数が 900 MHz の移動局の場合、 $f_d = 33$  Hz となる。また、建物の反射等による多数の到来波はそれぞれ伝搬路長が異なるため、伝搬遅延時間差のある波が干渉して周波数選択性フェージングを招くなど、移動体を取り巻く通信環境には厳しいものがある。

【0009】図 4 に示した従来の SS 受信機 8 は、同期捕捉に用いるスライディング相関方式逆拡散において、レイリーフェージングによる受信信号の落ち込みの周期を考慮せずに相関値を求めるべく拡散符号の位相を切り替えている。このためレイリーフェージングの谷の部分すなわち受信電力が落ち込む谷の部分で逆拡散されたパイロット信号の場合、仮に送信側と受信側とで同期位相が一致していたとしても、相関結果の値はフェージングの影響のため落ち込んでいるために、同期位相を確立することができない場合がある。また逆にレイリーフェージングの山の部分すなわち受信電力がピークを迎える山の部分で逆拡散されたパイロット信号の場合、仮に送信側と受信側とで多少同期位相が食い違っていても相関結果が大きくなり、その結果同期位相であるとして誤って確立してしまうことがある。このため常に同期精度が良いとは限らなかった。

【0010】さらに、SS 受信機 8 に用いられる回路素

子は、製造コストの関係で基地局内の SS 送信機 1 に使用される回路素子よりも多少精度が劣るものを用いざるを得ない場合があるが、そうした場合に SS 受信機 8 に内蔵させたクロック発生器のクロック精度の限界から、ウィンドウ周期の微妙な変動が避けられず、こうした周期変動がスペクトラム変調されたデータ信号とそれを逆拡散する拡散符号との間の周波数オフセットを招きやすく、周波数オフセットを抱えたまま復調したときに復調精度が低下するといった課題があった。本発明の目的は、パイロット信号獲得の過程でのレイリーフェージングや周波数オフセットの影響をできるだけ排除し、精度の高い同期捕捉を可能にすることにある。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】本発明は、スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号のうち、パイロット信号に乘算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期よりも十分に短いウィンドウ周期で順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに応じて積算させ、指定した積算回数に達した時点で、最大値から順に  $K$  個 ( $K$  は 1 以上の整数) の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する同期捕捉追跡手段を備える構成とする。

【0012】また、本発明は、パイロット信号に乘算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を該パイロット信号の位相回転量が  $\pi / 2$  を越えない範囲のウィンドウ周期でもって順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに応じて積算させ、周波数変異に対して生ずる同期ずれが要求されるチップ精度を越えない範囲内で指定された積算回数に達した時点で、最大値から順に  $K$  個 ( $K$  は 1 以上の整数) の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する同期捕捉追跡手段を備える構成とする。

#### 【0013】

【作用】本発明は、同期捕捉の過程でパイロット信号に乘算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期よりも十分に短いウィンドウ周期で順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに応じて積算させ、指定の積算回数に達した時点で、最大値から  $K$  個の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定することにより、レイリーフェージングの影響を分散平均化し、短時間で高品質のパイロット信号獲得を可能にする。

【0014】また、本発明は、同期捕捉の過程でパイロット信号に乘算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、該パイロット信号の位相回転量が  $\pi / 2$  を越えない

範囲のウィンドウ周期でもって順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに対応させて積算させ、周波数偏移に対して生ずる同期ずれが要求されるチップ精度を越えない範囲内で指定された積算回数に達した時点で、最大値からK個の積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定することにより、伝搬路の影響で生ずる周波数偏移に対しても要求されるチップ精度以下の同期ずれで同期位相を確定できるようにする。

#### 【0015】

【実施例】次に、本発明について図面を参照して説明する。図1は、本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図であり、同図に示すSS受信機21は、基地局から送信される電波を捕捉する移動局のためのものであり、受信アンテナ22に接続された直交復調器23と、直交復調器23の出力をAD変換するAD変換器24と、AD変換器24に並列接続したレーク復調器25及び同期捕捉追跡器26と、レーク復調器25に接続した情報復調器27から構成される。

【0016】この実施例に示したレーク復調器25は、同期復調された相関復調出力のうち電力順位で上位3出力を重み付け加算して出力するものであり、復調時の同期位相が異なる3個の復調回路28A、28B、28Cによる各相関復調出力r1、r2、r3をレーク出力合成回路29にて同期させたのち、加算して出力する。なお、復調回路28(28A、28B、28C)を3個用いたのは、マルチバスの影響で生ずる遅延伝搬路を含め伝搬路を3路まで配慮すれば実用上十分であるとの認識に基づくものであり、実際に使用する復調回路28は特に個数限定する必要はない。

【0017】図2は前記同期捕捉追跡器26の具体的構成を示す回路構成図であり、この同期捕捉追跡器26はパイロット信号による初期同期と同期保持を果たすものである。すなわち、その概略を説明すれば、AD変換器24から同相成分Iと直交成分Qとして与えられるパイロット信号に対して乗算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期Trよりも十分に短いウィンドウ周期Tw(例えば、Tr/100程度)で順次切り替え、各ウィンドウ周期Tw内で検出された相関値を、スライディング相関に用いる切り替え位相数Nに対応して設けたN個の積算器A1～ANに、切り替え位相ごとに対応させてそれぞれLチップ分積算させ、各積算器A1～ANの積算回数Mがウィンドウ周期Twを乗じて得られる積算期間MTwに達した時点で、最大値から順に3個の積算値を与える積算器A1～ANに対応する切り替え位相を同期位相に決定する働きをする。そして、この決定された異なる3つの同期位相をそれぞれ前述の3個の復調回路28(28A、28B、28C)に与え、実際のデータ信号

の逆拡散復調に用いられる。

【0018】即ち、図2の具体構成と、図3のN個の積算器A1～ANの積算シーケンスを説明するためのタイミングチャートを用いて説明すると、AD変換器24の出力I、Qは、パイロット信号の逆拡散を行う相関器31に送り込まれる。この相関器31は、パイロット信号を逆拡散するものであり、拡散符号発生器32によって順次N回まで循環的に位相シフトされる拡散符号PNi、PNqをウィンドウ周期Twで供給される。相関器31には、その出力をLチップ分積算する積算器33が接続しており、これはレイリーフェージング特性の周期に比べ十分に短いウィンドウ周期Tw内で観測された相関値が、同相成分Iと直交成分Qに分けて積算器33にてLチップ分積算される。積算器33の出力は絶対値検出器34に供給され、ここで同相成分Iと直交成分Qとを合成して得られるベクトルの絶対値(各成分の二乗和の平方根)、すなわちウィンドウ周期Tw内で相関復調されたパイロット信号の大きさが検出される。絶対値検出器34には、位相シフト制御器35からの位相シフト指令によって切り替えられる切り替えスイッチ36が接続しており、この切り替えスイッチ36を介して前述のN個の積算器A1～ANが逐一絶対値検出回路34に接続される。

【0019】また、N個の積算器A1～ANは、位相シフト制御器35が発する読み取り指令によって切り替えられる切り替えスイッチ37を介して位相シフト制御器35に接続され、それぞれの積算値が順位比較される。位相シフト制御器35は、位相シフト指令をもって拡散符号発生器32が発生する拡散符号の位相を $\phi_0 + \Delta\phi$ から開始して $\phi_0 + N\Delta\phi$ までのN通りに切り替え、それと同時に切り替えスイッチ36を切り替え、また切り替えスイッチ37を読み取り指令によって切り替えるとともに、N個の積算器A1～ANに対してリセット指令を発してそれぞれの積算値を零リセットする。ここで $\phi_0$ は初期位相値を表す。また、位相シフト制御器35は、N個の積算器A1～ANにN種類の同期位相に合わせて個別積算された相関値のうち、最大値と第2位及び第3位の相関値を与える同期位相を検出し、これらの同期位相に合わせてレーク復調器25内の3つの復調回路28に拡散符号PNi、PNqの各位相値を供給する。

【0020】同期捕捉に際しては、まず最初に位相シフト制御器35が発するリセット指令により、全ての積算器A1～ANの積算値がクリアされる。次に、位相シフト制御器35は、位相シフト指令を発して切り替えスイッチ36を第1積算器A1に切り替えるとともに、拡散符号発生器32に対して位相シフトを命ずる。その結果、拡散符号発生器32は、パイロット信号の逆拡散に用いる拡散符号PNi、PNqの位相を $\Delta\phi$ だけシフトさせるため、相関器31は位相 $\phi_0 + \Delta\phi$ の拡散符号PNi、PNqによって逆拡散され、逆拡散により得られ

る相関値はウィンドウ期間  $T_w$  に亘って積算器 3 3 によって L チップ分積算される。積算器 3 3 により積算された同相成分 I と直交成分 Q に関する相関値は、絶対値検出器 3 4 において二乗和の平方根として絶対値をとられ、切り替えスイッチ 3 6 を経由して第 1 積算器 A 1 に格納される。

【0021】次に、ウィンドウ周期  $T_w$  が経過した時点で、位相シフト制御器 3 5 が発する位相シフト指令により切り替えスイッチ 3 6 が第 2 積算器 A 2 に切り替えられ、同時にまた拡散符号発生器 3 2 に対して位相シフトが命ぜられる。これにより、拡散符号発生器 3 2 は、バイロット信号の逆拡散に用いる拡散符号  $P_{N_i}$ ,  $P_{N_q}$  の位相をさらに  $\Delta\phi$  だけシフトさせる。このため、相関器 3 1 は位相シフト量が  $\phi_0 + 2\Delta\phi$  の拡散符号によって逆拡散され、逆拡散により得られる相関値はウィンドウ周期  $T_w$  に亘って積算器 3 3 により L チップ分積算される。積算器 3 3 により積算された同相成分 I と直交成分 Q に関する相関値は、前回と同様、絶対値検出器 3 4 において二乗和の平方根として絶対値をとられ、切り替えスイッチ 3 6 を経由して第 2 積算器 A 2 に格納される。

【0022】以下同様に、切り替えスイッチ 3 6 の切り替えと位相シフトが繰り返され、最後に位相シフト量が  $\phi_0 + N\Delta\phi$  の拡散符号による相関値に関する積算値が第 N 積算器 A N に格納され、再び第 1 積算器 A 1 から順に積算が繰り返される。この繰り返しは、全部で M 回行われるため、最終的には第 1 積算器 A 1 から第 N 積算器 A N には、ウィンドウ周期  $T_w$  にて離散的に観測された M 個の相関値、すなわち LM チップ分の相関値がそれぞれ積算保持される。また、位相シフト制御器 3 5 では、最終積算の位相シフト指令後、すなわち第 M 回目の積算値に対して、大小に応じた順位付けを開始する。その結果、第 N 積算器 A N の積算値が取り込まれた時点で、大小順に第 1 位から第 3 位までの積算相関値が得られ、またそれらを与える拡散符号の初期位相  $\phi_0$  からの位相シフト量  $\Delta\phi$  がそれぞれ確定する。

【0023】ところで、チップ数 L にチップ周期  $T_c$  を乗じた値のウィンドウ周期  $T_w$  は、図 3 に示したように、レイリーフェージングの周期  $T_r$  に比べて十分短い周期に設定されているため、例えば第 J 番目の積算器 A J に積算された位相  $\phi_0 + J\Delta\phi$  の拡散符号による積算相関値は、レイリーフェージング特性の山又は谷の部分を離散的にウィンドウ周期で細かく切り取り、それぞれの区間で検出された相関値を寄せ集めた値を表すことになる。したがって最小刻みとなる観測窓を与えるウィンドウ周期  $T_w$  自体は小さくとも、それらを M 個寄せ集めたトータルでの総合観測窓に関しては、レイリーフェージングによる受信電力の変動は分散し平均化されている。なお、図 3 において破線で囲った A 1, A 2, … は、従来の SS 受信機 8 に特有のウィンドウ周期に対応

する相関値積算を示すもので、ウィンドウ周期内でレイリーフェージングの山又は谷に偶発的に遭遇する可能性が高いことが理解されよう。

【0024】このようにして、初期同期が確立されるが、初期同期が確立された後も、同じ手法によって同期保持を継続的に行なうことが可能である。また、確立された同期位相に対応する 3 つの拡散符号  $P_{N_i}$ ,  $P_{N_q}$  は、それぞれ対応する復調回路 2 8 に供給され、送信データの復調に用いられる。すなわち、3 つの復調回路 2 8 (2 8 A, 2 8 B, 2 8 C) は、それぞれ内蔵する相関器 (図示せず) において与えられた同期位相によりデータ信号の逆拡散を行い、実際のデータ復調が行われる。

【0025】このように、SS 受信機 2 1 は、バイロット信号による同期捕捉時に使うスライディング相間に際して、レイリーフェージングによる信号電力の落ち込みの周期を考慮していないウィンドウ周期でもって拡散符号の位相を切り替える従来の SS 受信機 8 のごとく、バイロット信号をレイリーフェージングの谷の部分すなわち受信電が落ち込む谷の部分のみを用いて逆拡散し、その結果、送信側と受信側とで同期位相が一致しているにも拘わらず、相関値の低さから同期位相を確立することができなかつたり、或いは山の部分すなわち受信電力がピークを迎える山の部分で逆拡散してしまい、送信側と受信側とで多少同期位相が食い違っているにもかかわらず、同期位相として確立してしまうといったことはない。したがって、レイリーフェージングの周期  $T_r$  に比べて十分に短い周期のウィンドウ周期  $T_w$  で検出された相関値を離散的に収集することでレイリーフェージングの影響を分散平均化し、高品質のバイロット信号獲得を可能にできること、高い同期精度での同期確立が可能である。

【0026】なお、上記実施例において、積算器 3 3 における積算チップ数 L を、周波数オフセットに起因してバイロット信号が  $\pi/2$  ラジアン以上回転しないような値とし、また積算器 A 1 ~ A N の積算回数 M を、チップ数 L を乗じて得られるチップ数換算観測窓期間 LM が良質なバイロット信号の捕捉に十分な値となるよう設定し、さらに LM に積算器 A 1 ~ A N の個数 N を乗算したチップ数換算全観測窓期間 LMN を、最悪の周波数偏移に対して生ずる同期ずれが要求されるチップ精度を越えない範囲内の値に指定することができる。その場合、SS 受信機 2 1 に用いる回路素子に基地局送信機内で用いられる素子よりも精度が劣るものを使いざるを得ない場合でも、クロック発生器のクロック精度の限界から生ずるウィンドウ周期の微妙な変動を考慮した上で、ウィンドウ周期  $T_w$  をしかるべき設定し、同時にまた停滞時間 LMNTc をしかるべき設定することにより、要求されるチップ精度を越える同期ずれを招かぬ範囲で、データ信号とそれを逆拡散する拡散符号との間の周波数オフセ

ットを排除することができる。

【0027】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、同期捕捉の過程で乗算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、通信路に寄生するレイリーフェージング特性の周期よりも十分に短いウィンドウ周期で順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに対応させて積算させ、指定した積算回数、積算区間に達した時点で、最大又はそれに近い積算値を与える積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する構成としたから、従来のSS受信機のごとく、パイロット信号をレイリーフェージングの谷の部分すなわち受信電力が落ち込む谷の部分のみで逆拡散し、その結果送信側と受信側とで同期位相が一致しているにも拘わらず、相関値の低さから同期位相を確立することができなかったり、あるいはパイロット信号をレイリーフェージングの山の部分すなわち受信電力がピークを迎える山の部分のみで逆拡散し、その結果送信側と受信側とで多少同期位相が食い違っているにもかかわらず、同期位相として確立してしまうといったことはない。すなわち、本発明のSS受信機はレイリーフェージングの周期に比べて十分に短い周期のウィンドウで検出された相関値を離散的に収集することで、レイリーフェージングの影響を分散平均化して高品質のパイロット獲得が可能であり、高い同期精度と効率的な同期確立が可能である等の優れた効果を奏する。

【0028】また、本発明のSS受信機は、同期捕捉の過程でパイロット信号に乗算する相関値を求めるべく拡散符号の位相を、パイロット信号の位相回転量が $\pi/2$ を越えない範囲のウィンドウ周期でもって順次切り替え、各ウィンドウ周期において検出された相関値を切り替え位相数に対応して設けた複数の積算器に切り替え位相ごとに対応させて積算させることによって、周波数偏移に対して生ずる同期ずれが要求されるチップ精度を越えない範囲内で指定された積算回数、積算期間に達した\*

\* 時点で、最大値から順にK個（Kは1以上の整数値）の積算器に対応する切り替え位相を同期位相に決定する構成としたから、製造コスト上の理由等からSS受信機に用いる回路素子に基地局内で用いられる素子よりも精度が劣るものを用いざるを得ない場合でも、クロック発生器のクロック精度の限界から生ずるウィンドウ周期の微妙な変動を考慮した上で、ウィンドウ周期をしかるべき設定し、かつまたパイロット獲得に費やされる停滞時間をしかるべき設定することにより、要求されるチップ精度を越える同期ずれを招かぬ範囲で、データ信号とそれを逆拡散する拡散符号との間の周波数オフセットを排除することができる等の優れた効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図である。

【図2】図1に示した同期捕捉追跡器の具体的構成を示す回路構成図である。

【図3】図2に示した積算器の積算シーケンスを説明するためのタイミングチャートである。

【図4】従来のSS送信機とSS受信機の一例を示す概略ブロック構成図である。

【図5】伝搬路に寄生するレイリーフェージング特性の一例を示す図である。

【符号の説明】

21 SS受信機

23 直交復調器

24 AD変換器

25 レーク復調器

26 同期捕捉追跡器

30 27 情報復調器

28 復調器

29 レーク出力合成回路

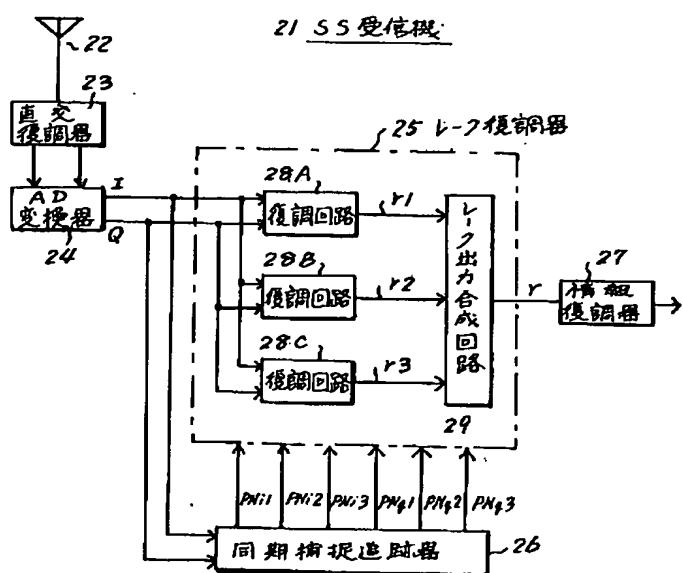
31 相関器

32 拡散符号発生器

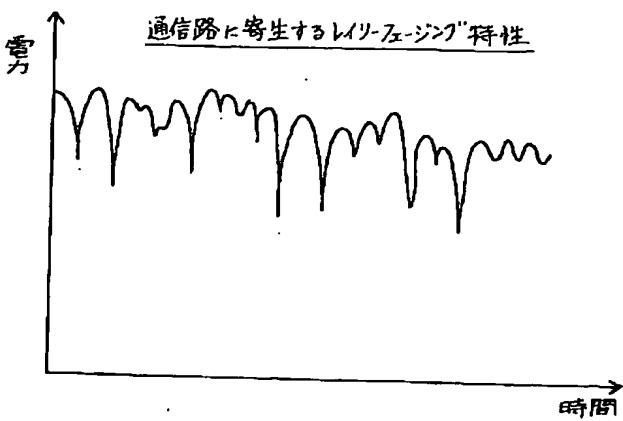
34 絶対値検出器

35 位相シフト制御器

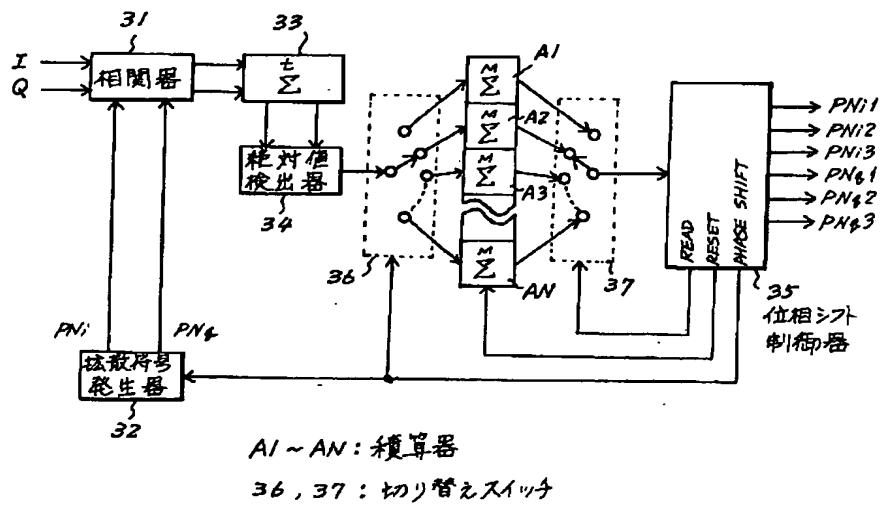
[図 1]



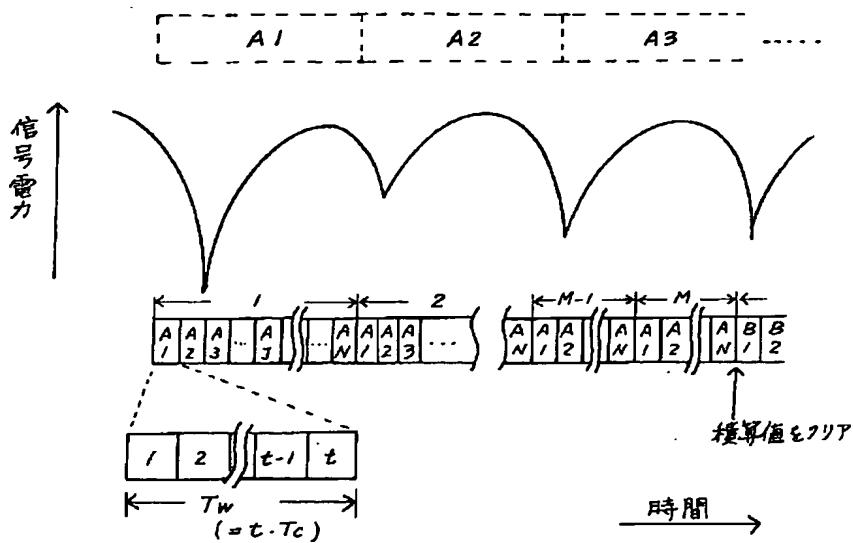
【図5】



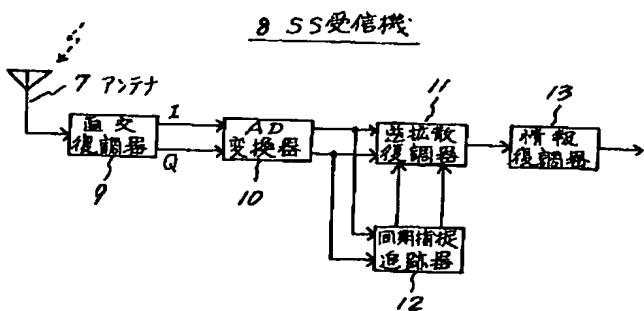
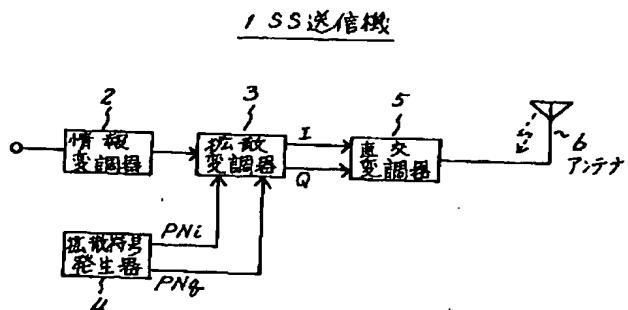
【图2】



【図3】



【図4】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**